



60188-771
SHINGU et al.
February 9, 2004

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

McDonald, Will & Emery

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

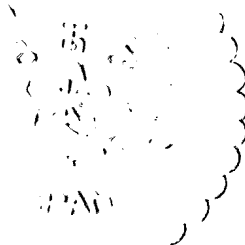
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 1 2 月 8 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 4 0 8 4 2 4
Application Number:

[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 4 0 8 4 2 4]

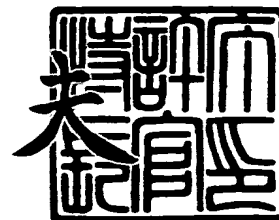
出 願 人 松 下 電 器 産 業 株 式 会 社
Applicant(s):



2 0 0 3 年 1 2 月 1 9 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 1 0 5 6 1 9

【書類名】 特許願
【整理番号】 2924050075
【提出日】 平成15年12月 8日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H03B 5/32
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 新宮 圭悟
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 上西 栄一
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 竹内 久人
【特許出願人】
 【識別番号】 000005821
 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100077931
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 前田 弘
【選任した代理人】
 【識別番号】 100094134
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 小山 廣毅
【選任した代理人】
 【識別番号】 100110939
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 竹内 宏
【選任した代理人】
 【識別番号】 100113262
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 竹内 祐二
【選任した代理人】
 【識別番号】 100115059
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 今江 克実
【選任した代理人】
 【識別番号】 100117710
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 原田 智雄
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2003- 41121
 【出願日】 平成15年 2月19日
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 014409
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 0217869

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

2 以上の電流変換回路を縦続接続してなる関数発生回路であって、

前記 2 以上の電流変換回路の各々は、 n を 1 以上の整数とすると、周囲温度と基準温度との差の n 乗に比例した電流を入力して、周囲温度と基準温度との差の $n+1$ 乗又は $2n$ 乗に比例した電流を出力する機能を有することを特徴とする関数発生回路。

【請求項 2】

請求項 1 記載の関数発生回路において、

前記 2 以上の電流変換回路のうち少なくとも 1 つは、

周囲温度と基準温度との差に比例した電流が流れる 2 個の P N 接合の直列接続を有する第 1 の回路と、

周囲温度によらず一定の電流が流れる 1 個の P N 接合を有する第 2 の回路と、

前記第 1 及び第 2 の回路の各々で発生した電圧の差をベース・エミッタ間に受け取る出力トランジスタとを備え、

前記出力トランジスタのコレクタに周囲温度と基準温度との差の 2 乗に比例した電流を発生することを特徴とする関数発生回路。

【請求項 3】

請求項 1 記載の関数発生回路において、

前記 2 以上の電流変換回路のうち少なくとも 1 つは、

周囲温度と基準温度との差の 2 乗に比例した電流が流れる 2 個の P N 接合の直列接続を有する第 1 の回路と、

周囲温度によらず一定の電流が流れる 1 個の P N 接合を有する第 2 の回路と、

前記第 1 及び第 2 の回路の各々で発生した電圧の差をベース・エミッタ間に受け取る出力トランジスタとを備え、

前記出力トランジスタのコレクタに周囲温度と基準温度との差の 4 乗に比例した電流を発生することを特徴とする関数発生回路。

【請求項 4】

請求項 1 記載の関数発生回路において、

前記 2 以上の電流変換回路のうち少なくとも 1 つは、

第 1 の温度係数を有する抵抗に入力電流を与えて発生した電圧を第 2 の温度係数を有する抵抗に印加して、前記第 2 の温度係数を有する抵抗を流れる電流に応じた電流を出力することを特徴とする関数発生回路。

【請求項 5】

請求項 4 記載の関数発生回路において、

前記第 1 の温度係数は周囲温度と基準温度との差の 1 次関数であり、前記第 2 の温度係数は周囲温度によらず一定であることを特徴とする関数発生回路。

【請求項 6】

水晶振動子を用いた水晶発振回路と、

周囲温度に応じた補償電圧に従って前記水晶発振回路の発振周波数を制御するための制御手段と、

前記補償電圧を生成するための関数発生回路とを備えた温度補償型水晶発振器であって、

前記関数発生回路は、2 以上の電流変換回路を縦続接続してなり、

前記 2 以上の電流変換回路の各々は、 n を 1 以上の整数とすると、周囲温度と基準温度との差の n 乗に比例した電流を入力して、周囲温度と基準温度との差の $n+1$ 乗又は $2n$ 乗に比例した電流を出力する機能を有することを特徴とする温度補償型水晶発振器。

【書類名】明細書

【発明の名称】関数発生回路及び温度補償型水晶発振器

【技術分野】

【0001】

本発明は、水晶発振周波数の温度補償に適した関数発生回路と、この関数発生回路を用いた温度補償型水晶発振器とに関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、電子機器では機器の小型化・軽量化が求められ、更に高信頼性、高精度であることを望まれている。このような背景の中、数々の電子機器でクロック信号の生成等に水晶振動子が多く用いられている。水晶振動子を用いた水晶発振回路の発振周波数は、特に周囲温度の変化に対して発振周波数が高安定であることを要求されている。このような水晶振動子の中で最も多く利用されているものに、厚み滑り振動子がある。

【0003】

厚み滑り振動子を用いた水晶発振回路の発振周波数は、温度補償がなければ、周囲温度 T_a の変化に従って大きな変化を示すことが知られている。例えば、基準周波数 F_r (基準温度 T_r) に対する発振周波数 F_a (周囲温度 T_a) の比率は、 -30°C から $+80^{\circ}\text{C}$ までの周囲温度 T_a の範囲で数十 ppm の変動を示す。また、基準周波数 F_r にもばらつきがある。このような発振周波数の変動やばらつきは、高精度の電子機器では重大な問題となる。したがって、発振周波数のより安定な水晶発振回路が望まれている。例えば、周波数比率 F_a/F_r の変動が 2.5 ppm 以内であり、かつ基準周波数 F_r のばらつきが 0.3 ppm 以内であることが要求される。

【0004】

そこで、高精度の電子機器では水晶発振周波数の温度補償が行われるのが通例である。例えば、水晶振動子に可変容量ダイオード (バリキャップ・ダイオード) を直列接続し、周囲温度 T_a に応じた補償電圧を可変容量ダイオードに与える。

【0005】

ある従来技術によれば、 N を 1 以上の整数とすると、周囲温度 T_a によらず一定の電流を N 個のダイオードの直列回路に流し、かつ周囲温度 T_a と基準温度 T_r との差に比例した電流を $N+1$ 個のダイオードの直列回路に流して、両回路で発生した電圧の差を出力トランジスタのベース・エミッタ間に供給することにより、 $T_a - T_r$ の $N+1$ 乗に比例した電流を出力トランジスタのコレクタに発生する。 $N=2$ として $T_a - T_r$ の 3 乗に比例した電流を発生し、この電流から可変容量ダイオードに与える補償電圧を生成すれば、3 次の温度補償を実現することができる (特許文献 1 参照)。

【0006】

温度補償に対する要求精度が更に高いものについては、4 次、5 次といった高い次数での制御技術が必要になる (特許文献 2 参照)。

【特許文献 1】特開平 9-153104 号公報

【特許文献 2】特開 2003-8386 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

ダイオード直列回路を用いた上記従来技術において 3 次関数発生回路を構成するためには、3 個のダイオードの直列回路を駆動できる電源電圧が必要である。また、4 次関数発生回路には 4 個のダイオードの駆動電圧が、5 次関数発生回路には 5 個のダイオードの駆動電圧がそれぞれ要求される。

【0008】

本発明の目的は、携帯電話機を代表とする携帯機器の消費電力を削減するために、低電圧で動作する関数発生回路及び温度補償型水晶発振器を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記目的を達成するため、本発明は、2以上の電流変換回路を縦続接続して3次以上の関数発生回路を構成し、これら電流変換回路の各々は、 n を1以上の整数とすると、周囲温度 T_a と基準温度 T_r との差の n 乗に比例した電流を入力して、 $T_a - T_r$ の $n+1$ 乗又は $2n$ 乗に比例した電流を出力する機能を有することとしたものである。

【発明の効果】

【0010】

本発明によれば、低電圧駆動の電流変換回路を縦続接続して3次以上の関数発生回路を構成することとしたので、低電圧で動作する関数発生回路及び温度補償型水晶発振器を実現することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

図1は、本発明に係る温度補償型水晶発振器の構成例を示している。図1の構成は、コントローラ100と、1次関数発生回路200と、0次関数発生回路300と、3次関数発生回路400と、5次関数発生回路500と、2本の抵抗111, 112と、可変容量ダイオード113と、水晶発振回路600とを備えている。ここでは、基準温度を T_r とすると、水晶発振回路600の発振周波数を周囲温度 T_a によらず一定にするために可変容量ダイオード113に印加すべき補償電圧 V_{in} が、

$$V_{in} = -A(T_a - T_r)^5 - B(T_a - T_r)^3 + C(T_a - T_r) + D \quad \dots (1)$$

で与えられるものとする。 A 、 B 、 C 及び D は、いずれも0でない定数である。

【0012】

コントローラ100は、27個のフリップフロップで構成された1つのシフトレジスタであって、シリアルデータ信号 D_{in} 及びシフトクロック信号 CLK の入力を受け、式(1)中の4定数 A 、 B 、 C 及び D 並びに基準温度 T_r を示す信号を供給するものである。信号 A 、 B 、 C 、 D 及び T_r は、各々4ビット、4ビット、6ビット、8ビット及び5ビットの信号である。

【0013】

1次関数発生回路200は、信号 A 、 B 、 C 及び T_r の入力を受け、周囲温度 T_a によらず一定のベース電圧 V_{bc} を電流伝達のために供給する機能と、周囲温度 T_a によらず一定の電流を排出する電流源 I_{c1} 、 I_{c3} の機能と、周囲温度 T_a によらず一定の電流を吸収する電流源 I_{c2} 、 I_{c4} の機能と、 $T_a \geq T_r$ の場合には $T_a - T_r$ に比例した電流を排出しかつ $T_a < T_r$ の場合には $|T_a - T_r|$ に比例した電流を吸収する電流源 I_{t1} 、 I_{t2} 、 I_{t3} の機能とを兼ね備えたものである。

【0014】

電流源 I_{c1} 、 I_{c2} 、 I_{t1} に接続された3次関数発生回路400は、 $T_a \geq T_r$ において $T_a - T_r$ の3乗に比例し、かつ $T_a < T_r$ において $|T_a - T_r|$ の3乗に比例した2極性の電流 I_{t4} を発生するものである。

【0015】

電流源 I_{c3} 、 I_{c4} 、 I_{t2} に接続された5次関数発生回路500は、 $T_a \geq T_r$ において $T_a - T_r$ の5乗に比例し、かつ $T_a < T_r$ において $|T_a - T_r|$ の5乗に比例した2極性の電流 I_{t5} を発生するものである。

【0016】

0次関数発生回路300は、ベース電圧 V_{bc} 及び信号 D の入力を受け、周囲温度 T_a によらず一定の電圧 V_c を発生するものである。

【0017】

2本の抵抗111, 112と可変容量ダイオード113との直列接続回路は、1次関数発生回路200の出力電流 I_{t3} と、3次関数発生回路400の出力電流 I_{t4} と、5次関数発生回路500の出力電流 I_{t5} との和を電圧に変換し、かつ該変換により得られた電圧と0次関数発生回路300の出力電圧 V_c との和を水晶発振回路600に補償電圧 V

V_{in} として供給するための手段を構成するものである。この補償電圧 V_{in} は、前記の式(1)で与えられる。 V_{out} は、水晶発振回路600の出力電圧である。

【0018】

図2は、1次関数発生回路200の内部構成を示している。1次関数発生回路200は、バンドギャップ型電流電圧発生回路250と、第1の電流供給回路260と、第2の電流供給回路270と、第3の電流供給回路280と、第4の電流供給回路290とで構成されている。

【0019】

図3は、バンドギャップ型電流電圧発生回路250の詳細構成を示している。図3の回路は、2個のPNPトランジスタ251、257と、5個のNPNトランジスタ252、253、254、255、259と、2本の抵抗256、258とで構成されている。 V_{bt} は周囲温度 T_a の1次関数で表された電流伝達のためのベース電圧であり、 I_t は周囲温度 T_a に比例して増加する電流であり、 V_t は周囲温度 T_a に比例して増加する電圧である。

【0020】

図4は、第1の電流供給回路260の詳細構成を示している。図4の回路は、演算増幅器261と、1個のNPNトランジスタ262と、1本の抵抗263と、1個のPNPトランジスタ264とを備えている。PNPトランジスタ264のベース電圧 V_{bc} は、周囲温度 T_a によらず一定のコレクタ電流の伝達に供せられる。図4の回路は、5ビット信号 T_r に対応して、ベース電圧 V_{bc} を共有する5個のPNPトランジスタ265と、2個の電流出力回路266、267と、NPNトランジスタ262のエミッタへの電流帰還のための5個のPNPトランジスタ268と、スイッチングのための5個のNPNトランジスタ269とを更に備えている。5ビット信号 T_r に応じて5個のNPNトランジスタ269のうちのオン・トランジスタの数が変更されると、それに応じて電流 I_{c1} 、 I_{c2} 、 I_{c3} 、 I_{c4} がそれぞれ変更される。

【0021】

図5は、第2の電流供給回路270の詳細構成を示している。図5の回路は、4ビット信号Aに対応して、ベース電圧 V_{bt} を共有する4個のPNPトランジスタ271と、電流排出のための4個のPNPトランジスタ272と、スイッチングのための4個のNPNトランジスタ273と、ベース電圧 V_{bc} を共有する4個のPNPトランジスタ274と、電流吸収のための4個のカレントミラー回路を構成する8個のNPNトランジスタ275と、スイッチングのための4個のNPNトランジスタ276とで構成されている。4ビット信号Aに応じて4個のNPNトランジスタ273のうちのオン・トランジスタの数と4個のNPNトランジスタ276のうちのオン・トランジスタの数とが変更されると、それに応じて電流 I_{t2} が変更される。

【0022】

図6は、第3の電流供給回路280の詳細構成を示している。図6の回路は、4ビット信号Bに対応して、ベース電圧 V_{bt} を共有する4個のPNPトランジスタ281と、電流排出のための4個のPNPトランジスタ282と、スイッチングのための4個のNPNトランジスタ283と、ベース電圧 V_{bc} を共有する4個のPNPトランジスタ284と、電流吸収のための4個のカレントミラー回路を構成する8個のNPNトランジスタ285と、スイッチングのための4個のNPNトランジスタ286とで構成されている。4ビット信号Bに応じて4個のNPNトランジスタ283のうちのオン・トランジスタの数と4個のNPNトランジスタ286のうちのオン・トランジスタの数とが変更されると、それに応じて電流 I_{t1} が変更される。

【0023】

図7は、第4の電流供給回路290の詳細構成を示している。図7の回路は、6ビット信号Cに対応して、ベース電圧 V_{bt} を共有する6個のPNPトランジスタ291と、電流排出のための6個のPNPトランジスタ292と、スイッチングのための6個のNPNトランジスタ293と、ベース電圧 V_{bc} を共有する6個のPNPトランジスタ294と

、電流吸収のための6個のカレントミラー回路を構成する12個のNPNトランジスタ295と、スイッチングのための6個のNPNトランジスタ296とで構成されている。6ビット信号Cに応じて6個のNPNトランジスタ293のうちのオン・トランジスタの数と6個のNPNトランジスタ296のうちのオン・トランジスタの数とが変更されると、それに応じて電流 I_{t3} が変更される。

【0024】

図8は、図1中の0次関数発生回路300の詳細構成を示している。図8の回路は、8ビット信号Dに対応して、ベース電圧 V_{bc} を共有する8個のPNPトランジスタ301と、電流排出のための8個のPNPトランジスタ302と、スイッチングのための8個のNPNトランジスタ303とで構成された電流源を備えている。図8の回路は、周囲温度 T_a によらず一定の電圧 V_c を供給するためのNPNトランジスタ304と、2本の抵抗305、306と、定電圧源307とを更に備えている。8ビット信号Dに応じて8個のNPNトランジスタ303のうちのオン・トランジスタの数を変更されると、それに応じて電圧 V_c が変更される。

【0025】

図9は、図1中の3次関数発生回路400の詳細構成を示している。図9の回路は、第1の電流変換回路410と、第2の電流変換回路420と、第3の電流変換回路430と、第4の電流変換回路440とで構成されている。第1の電流変換回路410は、上記従来技術において $N=1$ として得られる2次関数発生回路であって、3個のダイオード11、12、13と、演算増幅器14と、NPNトランジスタ15とで構成されている。第2の電流変換回路420は、3個のPNPトランジスタ31、32、33と、2個のNPNトランジスタ34、35と、3本の抵抗 R_{t1} 、 R_{t2} 、 R_c とで構成されたカレントミラー回路である。第3の電流変換回路430は、第1の電流変換回路410の相補回路であって、3個のダイオード41、42、43と、演算増幅器44と、PNPトランジスタ45とで構成されている。第4の電流変換回路440は、第2の電流変換回路420の相補回路であって、3個のNPNトランジスタ61、62、63と、2個のPNPトランジスタ64、65と、3本の抵抗 R_{t1} 、 R_{t2} 、 R_c とで構成されている。

【0026】

$T_a \geq T_r$ では、第1の電流変換回路410において、電流 I_{t1} がダイオード列11、12に流れ、ダイオード11のアノードに電圧を生成する。この電圧をNPNトランジスタ15のベースに与える一方、ダイオード13に生成した電圧を演算増幅器14を介してNPNトランジスタ15のエミッタに与える。

【0027】

ここで、電流源 I_{c1} の電流値を定数 I_r とし、ダイオード13のアノードの電圧を V_{13} とし、ダイオード列11、12のアノードの電圧を V_{11} とする。また、各ダイオード及びトランジスタの飽和電流を I_s とする。このとき、

$$V_{13} = V_{th} \times \ln(I_r / I_s) \quad \dots (2)$$

$$V_{11} = 2 \times V_{th} \times \ln(I_{t1} / I_s) \quad \dots (3)$$

$$V_{th} = k \times T_a / q \quad \dots (4)$$

が成り立つ。ここに、 k はボルツマン定数、 q は電子の電荷量である。また、NPNトランジスタ15のコレクタ電流を I_{15} とすると、

$$I_{15} = I_s \times \exp\{(V_{11} - V_{13}) / V_{th}\} \quad \dots (5)$$

であるから、式(2)、(3)、(5)より、

$$I_{15} = I_r \times (I_{t1} / I_r)^2 \quad \dots (6)$$

が得られる。また、

$$I_{t1} = I_r \times \{(T_a - T_r) / T_r\} \quad \dots (7)$$

を満たす電流 I_{t1} が供給されるものとする、

$$I_{15} = I_r \times \{(T_a - T_r) / T_r\}^2 \quad \dots (8)$$

が得られる。

【0028】

同じく $T_a \geq T_r$ において、第2の電流変換回路420では、NPNトランジスタ15のコレクタ電流 I_{15} の値に応じた電圧がPNPトランジスタ31, 32, 33の各々のベースに発生し、この電圧に応じた電流がPNPトランジスタ32, 33のコレクタから流出する。そして、NPNトランジスタ34のはたらきによりPNPトランジスタ32のコレクタ電流に応じた値の電流がNPNトランジスタ35のコレクタに流入する。3次関数発生回路400の出力端子には、PNPトランジスタ33のコレクタ電流値とNPNトランジスタ35のコレクタ電流値との差によって得られる電流が生成される。

【0029】

ここに、電源端子 V_{cc} とPNPトランジスタ31, 32の各エミッタとの間に挿入接続された抵抗 R_{t1} , R_{t2} が第1の温度係数を有し、電源端子 V_{cc} とPNPトランジスタ33のエミッタとの間に挿入接続された抵抗 R_c が第2の温度係数を有する。抵抗 R_c をポリシリコンで形成すると、その抵抗値を周囲温度 T_a によらず一定にすることができる。一方、抵抗 R_{t1} , R_{t2} を拡散抵抗で形成すると、その抵抗値 R_t の温度係数を $T_a - T_r$ の1次関数で表すことができる。つまり、定数 a を用いて、

$$R_t / R_c = 1 + a \times (T_a - T_r) \quad \dots (9)$$

が成り立つ。定数 a の値は、数千 ppm/°C である。したがって、PNPトランジスタ3及びNPNトランジスタ35のコレクタ電流をそれぞれ I_{33} , I_{35} とすると、

$$I_{33} = I_{15} \times R_t / R_c \quad \dots (10)$$

$$I_{35} = I_{15} \quad \dots (11)$$

$$I_{t4} = I_{33} - I_{35} \quad \dots (12)$$

であるから、

$$I_{t4} = I_r \times T_r \times a \{ (T_a - T_r) / T_r \}^3 \quad \dots (13)$$

が成り立つ。つまり、第2の電流変換回路420の出力電流 I_{t4} は、 $T_a - T_r$ の3乗に比例した電流である。

【0030】

同様に、 $T_a < T_r$ では、第3及び第4の電流変換回路430, 440が動作し、第4の電流変換回路440の出力電流 I_{t4} として $|T_a - T_r|$ の3乗に比例した電流が得られる。

【0031】

図10(a)及び図10(b)は、図9中の第1の電流変換回路410における各ダイオード11, 12, 13をトランジスタ構成とした場合の回路図である。図10(a)では、PNPトランジスタ12aのベース及びコレクタを接地してエミッタに他のPNPトランジスタ11aのベースを接続し、両PNPトランジスタ11a, 12aのエミッタにそれぞれ電流 I_{t1} を印加している。図10(b)では、PNPトランジスタ13aのエミッタをアノードとし、コレクタ及びベースの共通接続部をカソードとして動作させている。このようにして、電流源 I_{t1} の電流値に応じた2個のPNPトランジスタ11a, 12aの各々のベース・エミッタ間電圧 V_{be11} , V_{be12} の和をダイオード2個分の電圧として取り出し、かつ電流源 I_{c1} の電流値に応じた1個のPNPトランジスタ13aのベース・エミッタ間電圧 V_{be13} をダイオード1個分の電圧として取り出すことが可能である。

【0032】

図11(a)及び図11(b)は、図9中の第2の電流変換回路430における各ダイオード41, 42, 43をトランジスタ構成とした場合の回路図である。図11(a)では、NPNトランジスタ42aのベース及びコレクタを電源端子 V_{cc} に接続してエミッタに他のNPNトランジスタ41aのベースを接続し、両NPNトランジスタ41a, 42aのエミッタからそれぞれ電流 I_{t1} を流出させている。図11(b)では、NPNトランジスタ43aのエミッタをカソードとし、コレクタ及びベースの共通接続部をアノードとして動作させている。このようにして、電流源 I_{t1} の電流値に応じた2個のNPNトランジスタ41a, 42aの各々のベース・エミッタ間電圧 V_{be41} , V_{be42} の和をダイオード2個分の電圧として取り出し、かつ電流源 I_{c2} の電流値に応じた1個の

NPNトランジスタ43aのベース・エミッタ間電圧 V_{be43} をダイオード1個分の電圧として取り出すことが可能である。

【0033】

なお、図10(a)における2個のPNPトランジスタ11a, 12aの各々のエミッタ電流 I_{t1} は、2個用意した第3の電流供給回路280によりそれぞれ供給される。図11(a)における2個のNPNトランジスタ41a, 42aの各々のエミッタ電流 I_{t1} も、両電流供給回路280によりそれぞれ供給される。

【0034】

図12は、図1中の5次関数発生回路500の詳細構成を示している。図12の回路は、第1の電流変換回路510と、第2の電流変換回路520と、第3の電流変換回路530と、第4の電流変換回路540と、第5の電流変換回路550と、第6の電流変換回路560とで構成されている。図12中の第1、第3、第4及び第6の電流変換回路510, 530, 540, 560の構成は、それぞれ図9中の第1、第2、第3及び第4の電流変換回路410, 420, 430, 440の構成と同一である。図12中の第2の電流変換回路520は、2個のPNPトランジスタ21, 22と、2個のダイオード23, 24と、演算増幅器25と、1個のNPNトランジスタ26とで構成されている。第5の電流変換回路550は、第2の電流変換回路520の相補回路であって、2個のNPNトランジスタ51, 52と、2個のダイオード53, 54と、演算増幅器55と、1個のPNPトランジスタ56とで構成されている。

【0035】

$T_a \geq T_r$ では、第1の電流変換回路510におけるNPNトランジスタ15のコレクタ電流 I_{15} が $T_a - T_r$ の2乗に比例した電流となっている(式(8)参照)。第2の電流変換回路520では、このコレクタ電流 I_{15} がPNPトランジスタ21, 22を介してダイオード列23, 24に流れ、ダイオード23のアノードに電圧を生成する。この電圧をNPNトランジスタ26のベースに与える一方、第1の電流変換回路510中のダイオード13に生成した電圧を演算増幅器25を介してNPNトランジスタ26のエミッタに与える。

【0036】

ここで、電流源 I_{c3} の電流値を I_r とし、PNPトランジスタ22のコレクタ電流を I_{22} とし、ダイオード13のアノードの電圧を V_{13} とし、ダイオード列23, 24のアノードの電圧を V_{23} とする。また、各ダイオード及びトランジスタの飽和電流を I_s とする。このとき、

$$V_{13} = V_{th} \times \ln(I_r / I_s) \quad \dots (14)$$

$$V_{23} = 2 \times V_{th} \times \ln(I_{22} / I_s) \quad \dots (15)$$

$$V_{th} = k \times T_a / q \quad \dots (16)$$

が成り立つ。ここに、 k はボルツマン定数、 q は電子の電荷量である。また、NPNトランジスタ26のコレクタ電流を I_{26} とすると、

$$I_{26} = I_s \times \exp\{(V_{23} - V_{13}) / V_{th}\} \quad \dots (17)$$

であるから、式(14)、(15)、(17)より、

$$I_{26} = I_r \times (I_{22} / I_r)^2 \quad \dots (18)$$

が得られる。また、 $I_{22} = I_{15}$ であるから、

$$I_{22} = I_r \times \{(T_a - T_r) / T_r\}^2 \quad \dots (19)$$

である。したがって、式(18)、(19)より、

$$I_{26} = I_r \times \{(T_a - T_r) / T_r\}^4 \quad \dots (20)$$

が得られる。つまり、第2の電流変換回路520の出力電流は、 $T_a - T_r$ の4乗に比例した電流である。したがって、第3の電流変換回路530の出力電流 I_{t5} は、 $T_a - T_r$ の5乗に比例した電流となる。

【0037】

同様に、 $T_a < T_r$ では、第4、第5及び第6の電流変換回路540, 550, 560が動作し、第6の電流変換回路560の出力電流 I_{t5} として $|T_a - T_r|$ の5乗に比

例した電流が得られる。

【0038】

なお、図12において、ダイオード列23, 24は図10(a)と同様のトランジスタ構成に、ダイオード列53, 54は図11(a)と同様のトランジスタ構成にそれぞれ変更可能である。

【0039】

図13は、図1中の水晶発振回路600の詳細構成を示している。図13の回路は、コルピッツ型の水晶発振回路であって、水晶振動子601と、NPNトランジスタ602と、定電圧源603と、4本の抵抗604, 605, 606, 607と、2個のコンデンサ608, 609と、1個のカップリングコンデンサ610とで構成されている。図13ではNPNトランジスタ602のコレクタから出力電圧 V_{out} が導出されているが、該NPNトランジスタ602のエミッタから出力電圧 V_{out} を導出するようにしてもよい。

【0040】

以上説明してきたとおり、図1の温度補償型水晶発振器によれば、3次関数発生回路400及び5次関数発生回路500を含むいずれの回路においても、3個以上のダイオードの直列回路を駆動できるほど高い電圧を必要としないので、電源端子 V_{cc} の電圧を低くすることができる。

【0041】

図14は、図1の温度補償型水晶発振器に付加することができる4次関数発生回路の詳細構成を示している。図14の回路は、図12中の第3及び第6の電流変換回路530, 560を単なるカレントミラー回路535, 565に置き換えたものであって、電流源 I_{c5} , I_{c6} , I_{t6} に接続されて動作し、 $T_a \geq T_r$ において $T_a - T_r$ の4乗に比例し、かつ $T_a < T_r$ において $|T_a - T_r|$ の4乗に比例した2極性の電流 I_{t7} を発生することができる。

【0042】

図15は、図9の3次関数発生回路400の変形例を示している。図15の回路は、第1の電流変換回路451と、第2の電流変換回路452と、第3の電流変換回路461と、第4の電流変換回路462とで構成されている。これらの電流変換回路451, 452, 461, 462はいずれも、図9中の第2及び第4の電流変換回路420, 440と同じ動作原理で、 $T_a - T_r$ の n 乗(n は1以上の整数)に比例した電流を入力して、 $T_a - T_r$ の $n+1$ 乗に比例した電流を出力するものである。したがって、図15の3次関数発生回路400によっても、 $T_a \geq T_r$ において $T_a - T_r$ の3乗に比例し、かつ $T_a < T_r$ において $|T_a - T_r|$ の3乗に比例した2極性の電流 I_{t4} を発生することができる。

【0043】

なお、図15における電流変換回路の縦続段数を増やせば、4次以上の関数発生回路を得ることができる。また、図12及び図14中の第2及び第5の電流変換回路520, 550を図15と同様の構成に置き換えることも可能である。

【産業上の利用可能性】

【0044】

以上説明してきたとおり、本発明に係る関数発生回路及び温度補償型水晶発振器は、低電圧で動作するので、携帯電話機を代表とする携帯機器等に有用である。

【図面の簡単な説明】

【0045】

【図1】 本発明に係る温度補償型水晶発振器の構成例を示すブロック図である。

【図2】 図1中の1次関数発生回路の内部構成を示すブロック図である。

【図3】 図2中のバンドキャップ型電流電圧発生回路の詳細構成を示す回路図である。

。

【図4】 図2中の第1の電流供給回路の詳細構成を示す回路図である。

【図5】 図2中の第2の電流供給回路の詳細構成を示す回路図である。



【図6】図2中の第3の電流供給回路の詳細構成を示す回路図である。

【図7】図2中の第4の電流供給回路の詳細構成を示す回路図である。

【図8】図1中の0次関数発生回路の詳細構成を示す回路図である。

【図9】図1中の3次関数発生回路の詳細構成を示す回路図である。

【図10】(a)及び(b)は図9中の第1の電流変換回路における各ダイオードをトランジスタ構成とした場合の回路図である。

【図11】(a)及び(b)は図9中の第3の電流変換回路における各ダイオードをトランジスタ構成とした場合の回路図である。

【図12】図1中の5次関数発生回路の詳細構成を示す回路図である。

【図13】図1中の水晶発振回路の詳細構成を示す回路図である。

【図14】図1の温度補償型発振器に付加することができる4次関数発生回路の詳細構成を示す回路図である。

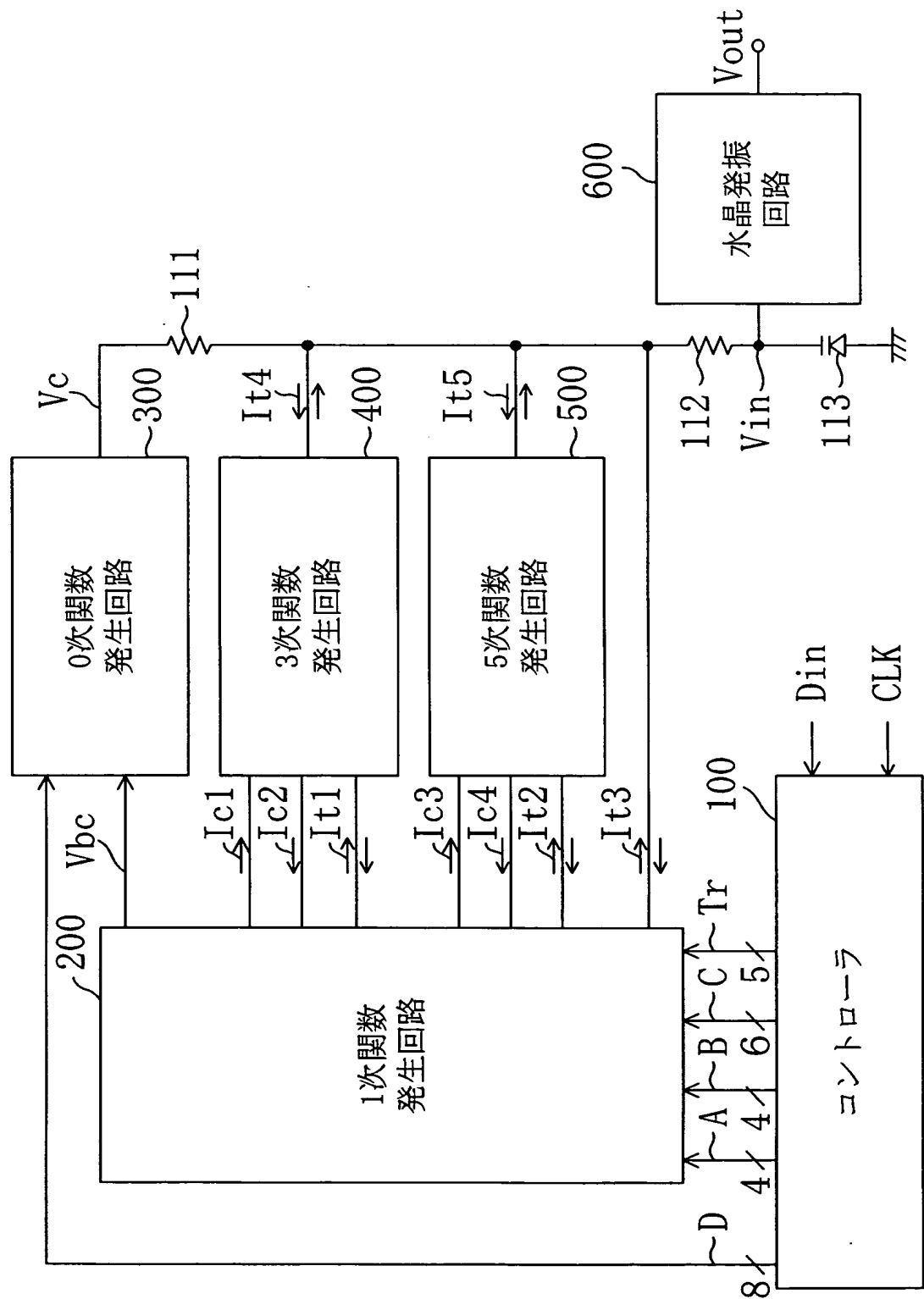
【図15】図9の3次関数発生回路の変形例を示す回路図である。

【符号の説明】

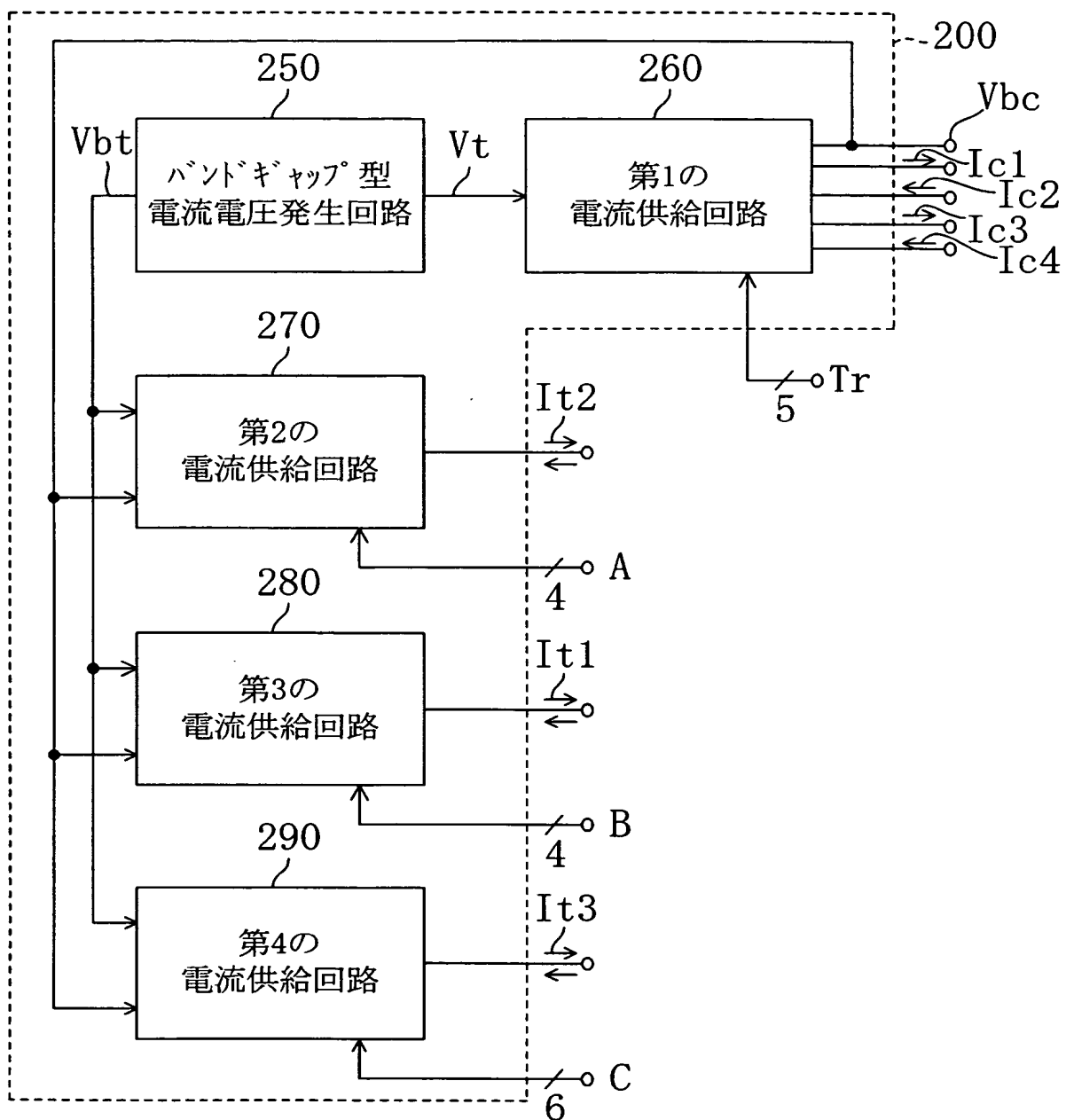
【0046】

- 11, 12, 13 ダイオード
- 11a, 12a, 13a トランジスタ
- 14 演算増幅器
- 15 トランジスタ
- 21, 22, 26 トランジスタ
- 23, 24 ダイオード
- 25 演算増幅器
- 31~35 トランジスタ
- 41, 42, 43 ダイオード
- 41a, 42a, 43a トランジスタ
- 44 演算増幅器
- 45 トランジスタ
- 51, 52, 56 トランジスタ
- 53, 54 ダイオード
- 55 演算増幅器
- 61~65 トランジスタ
- 100 コントローラ
- 111, 112 抵抗
- 113 可変容量ダイオード
- 200 1次関数発生回路
- 300 0次関数発生回路
- 400 3次関数発生回路
- 410, 420, 430, 440 電流変換回路
- 451, 452 電流変換回路
- 461, 462 電流変換回路
- 500 5次関数発生回路
- 510, 520, 530, 540, 550, 560 電流変換回路
- 535, 565 カレントミラー回路
- 600 水晶発振回路
- 601 水晶振動子
- Rt1, Rt2, Rc 抵抗

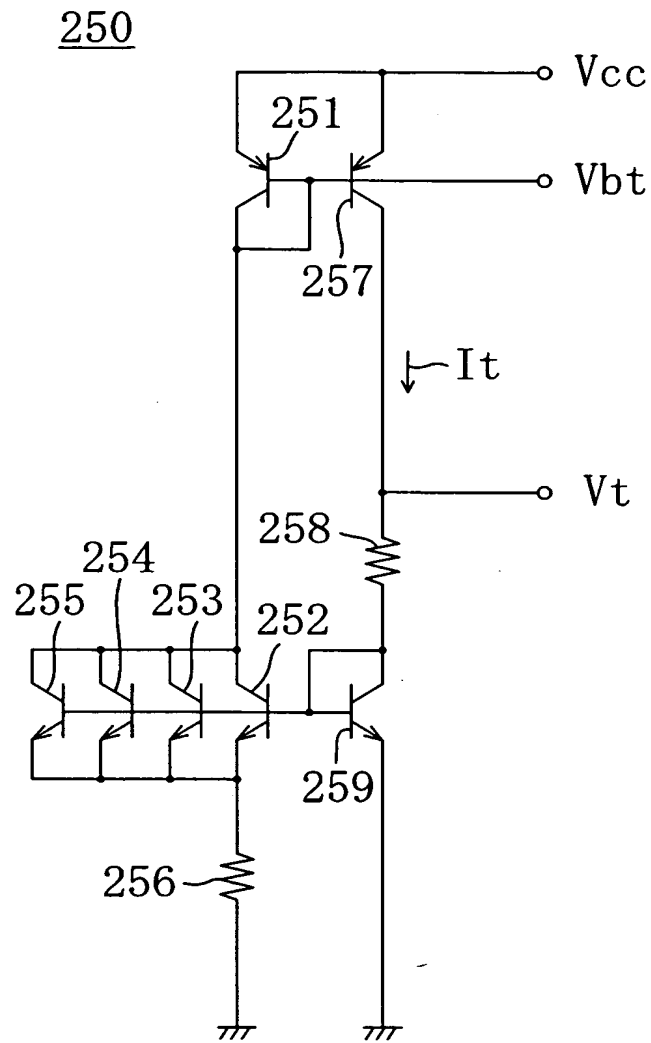
【書類名】 図面
【図 1】



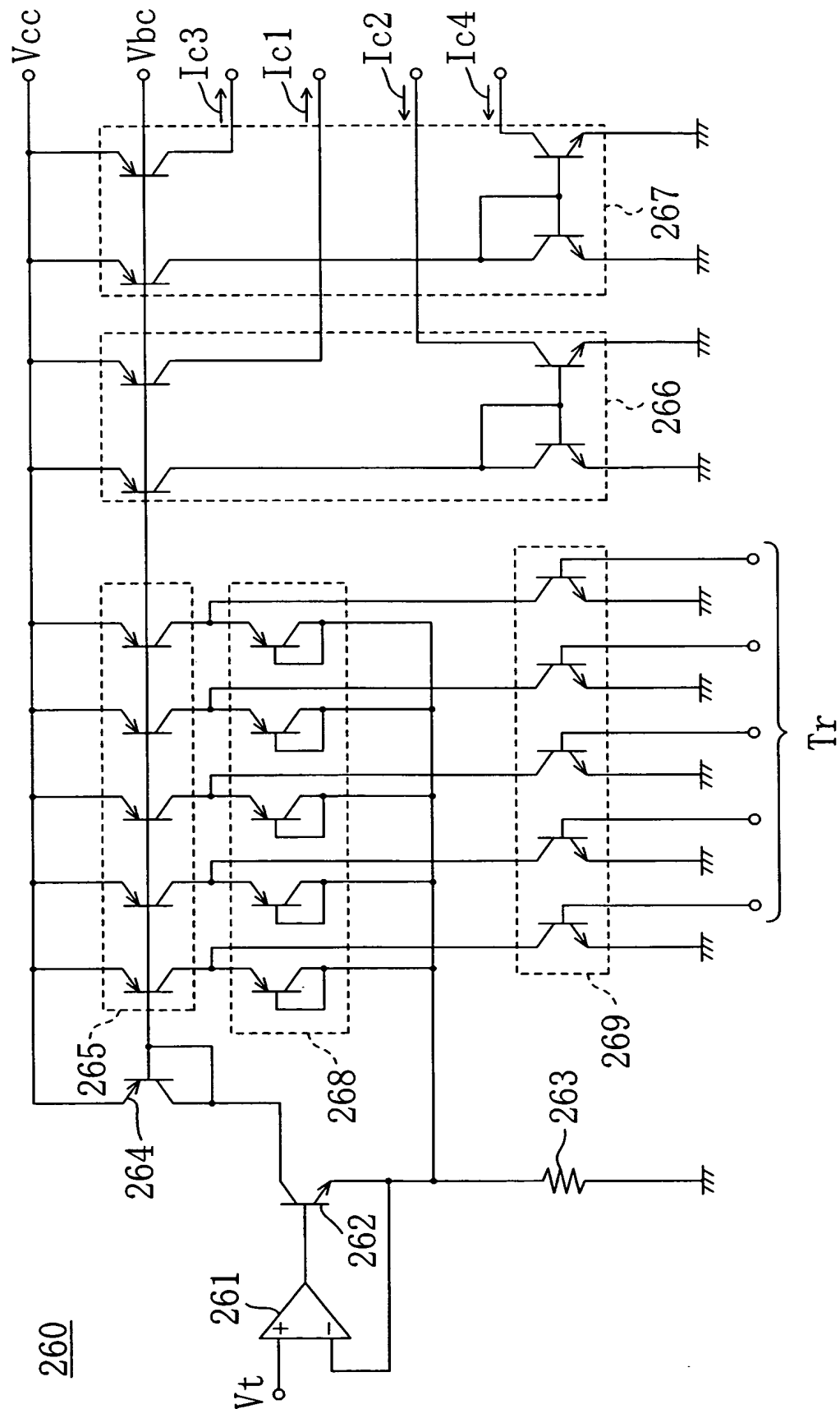
【図 2】



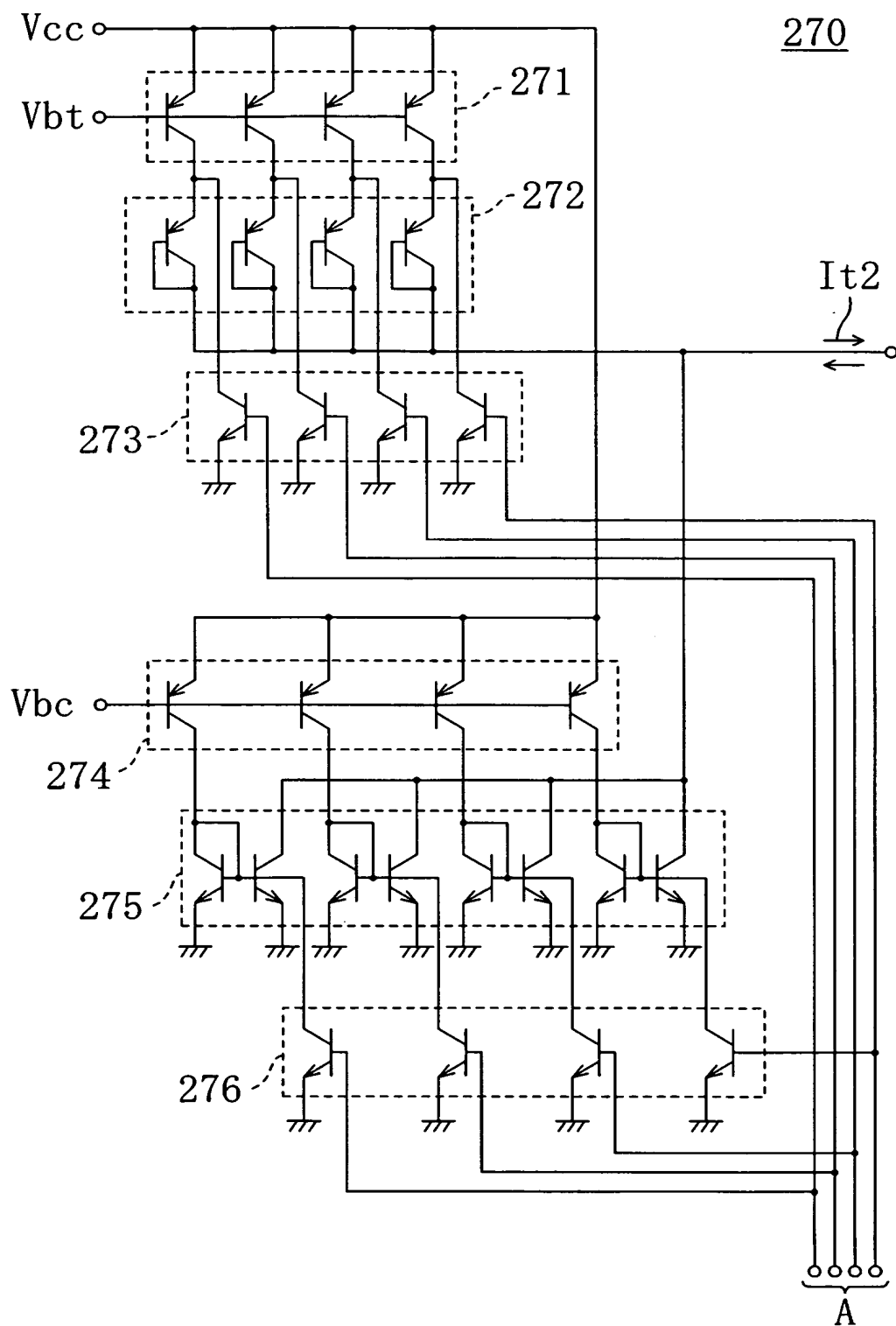
【図 3】



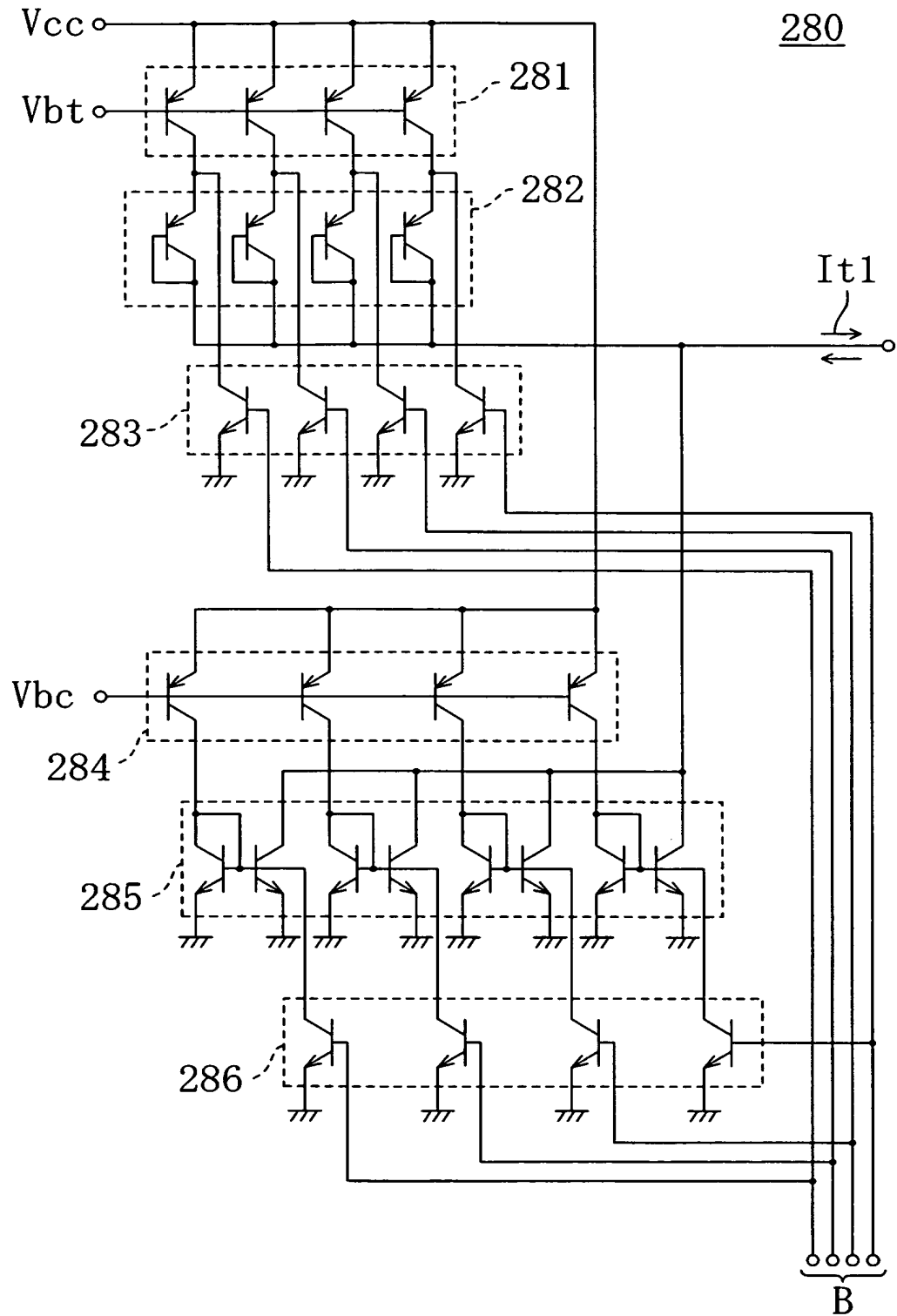
【図 4】



【図 5】

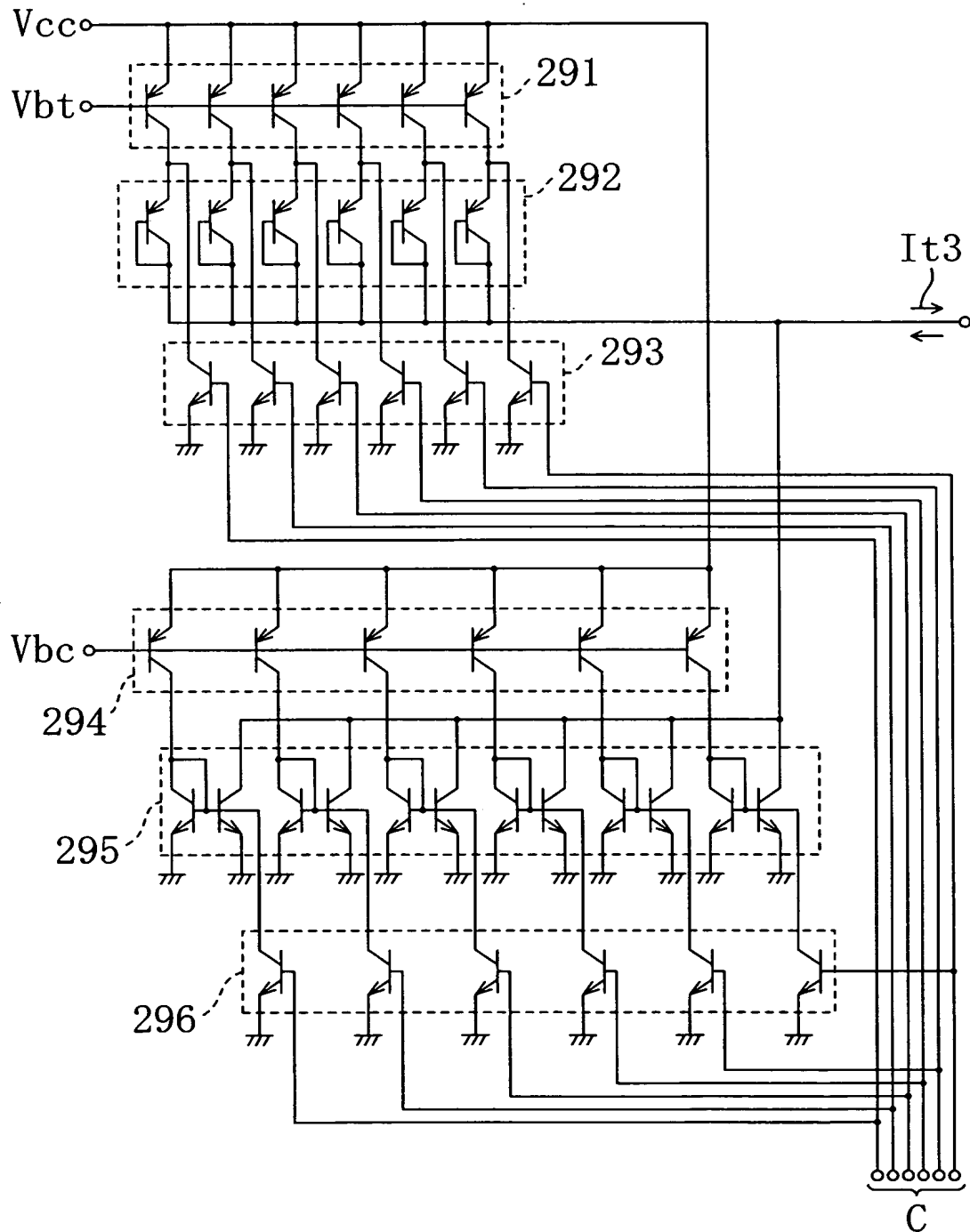


【図 6】



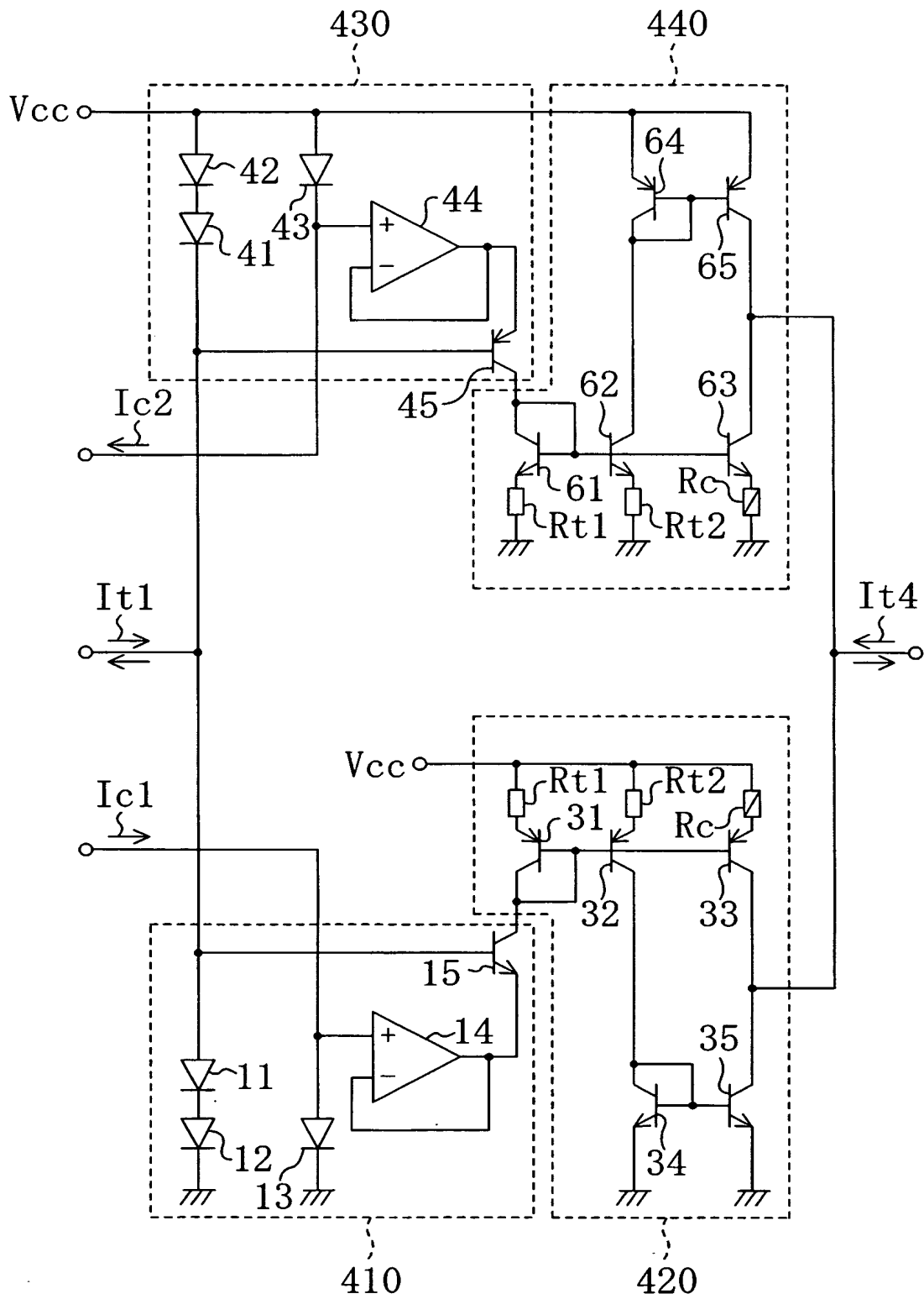
【圖 7】

290



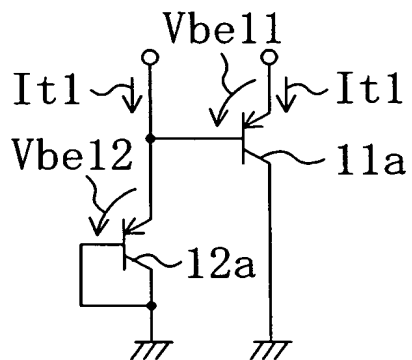
【図 9】

400

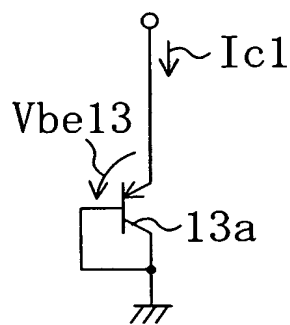


【図 10】

(a)

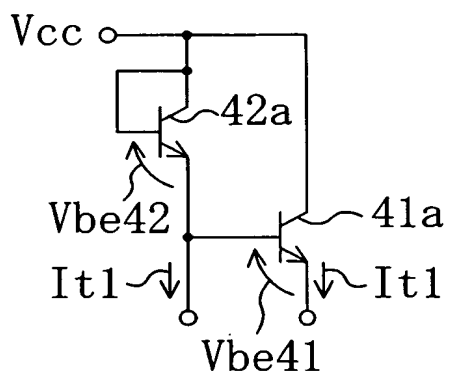


(b)

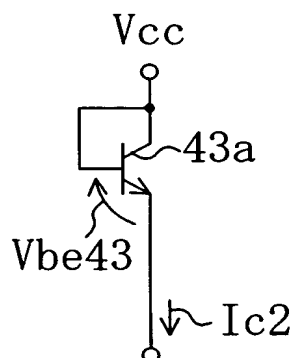


【図 11】

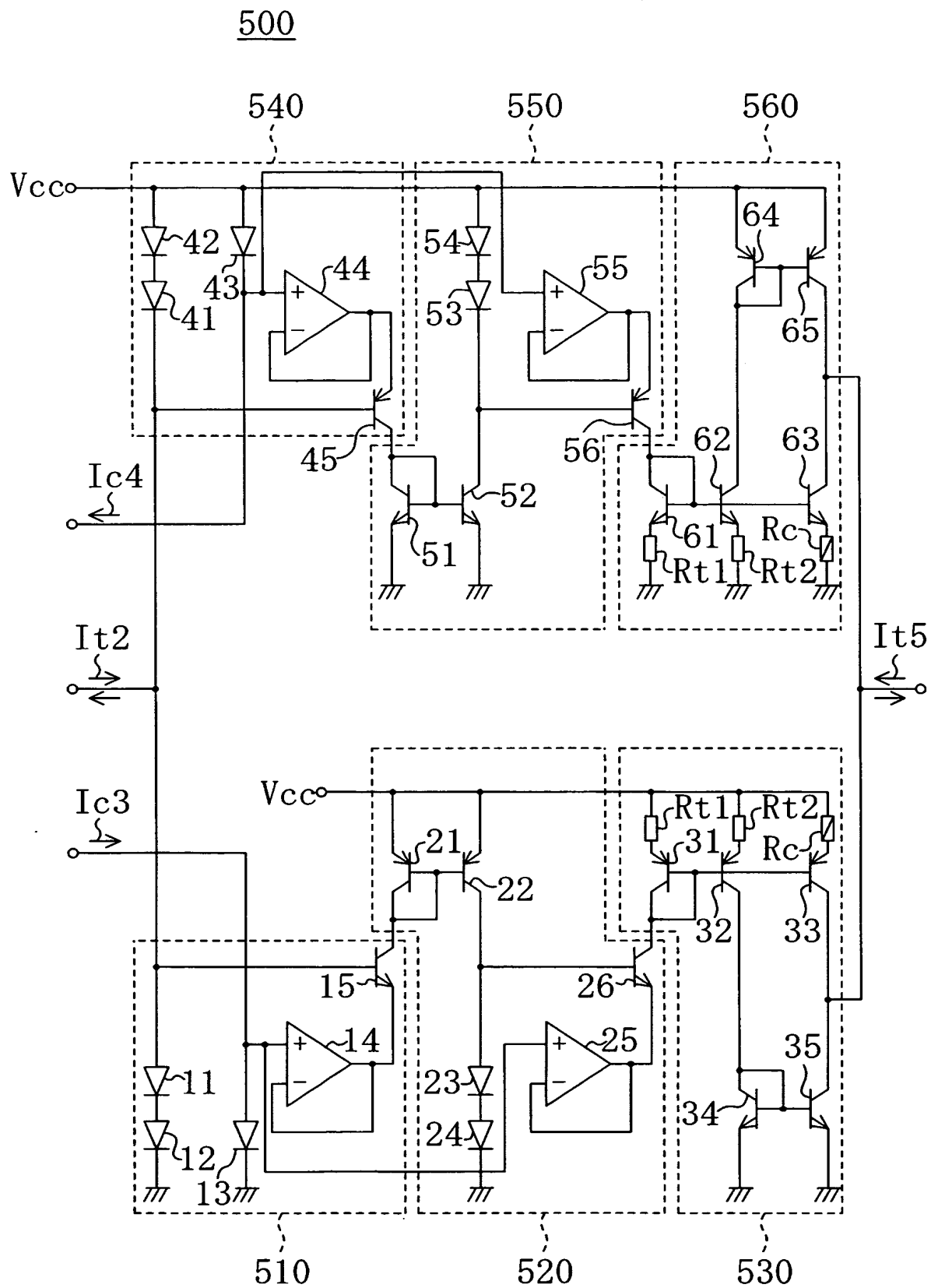
(a)



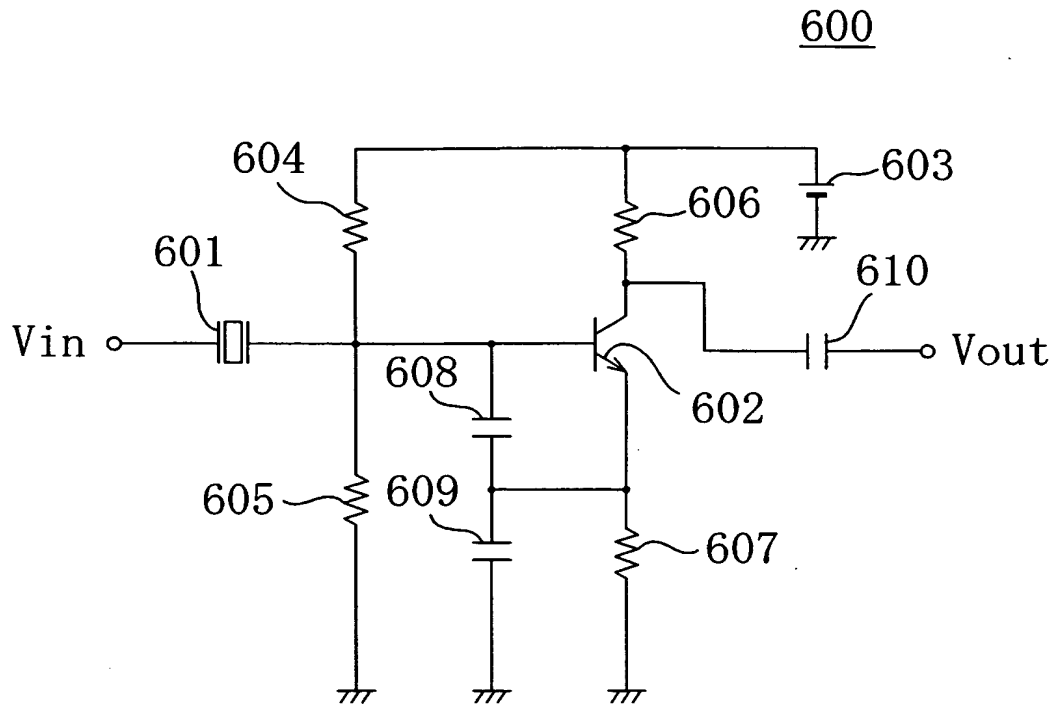
(b)



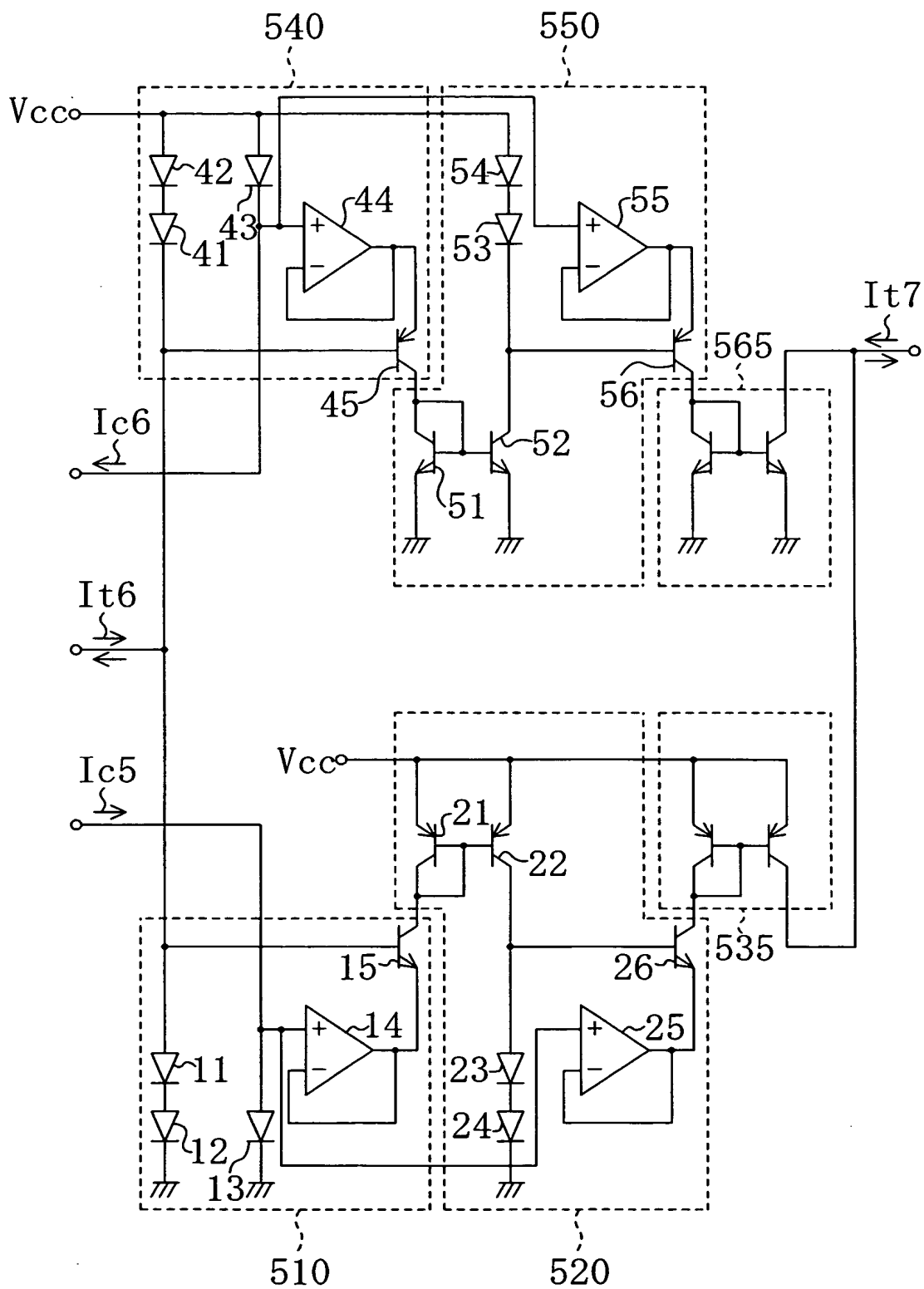
【図 12】



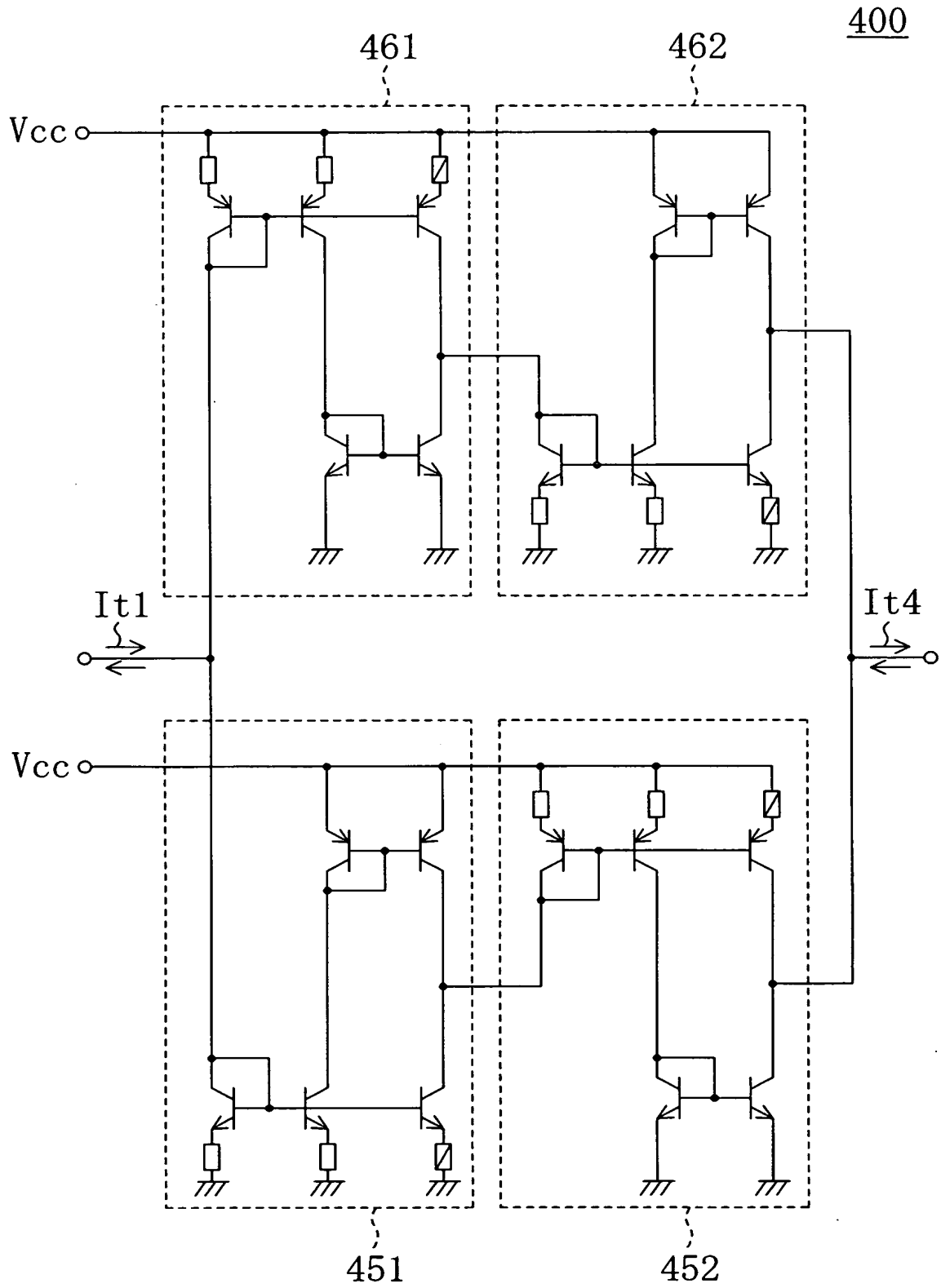
【図 13】



【図 14】



【図 15】



【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 温度補償型水晶発振器用の低電圧で動作する関数発生回路を提供する。

【解決手段】 第1、第2及び第3の電流変換回路510、520、530を縦続接続し、周囲温度 T_a と基準温度 T_r との差に比例した電流 I_{t2} を第1の電流変換回路510に入力する。第1の電流変換回路510は $T_a - T_r$ の2乗に比例した電流を第2の電流変換回路520へ供給し、第2の電流変換回路520は $T_a - T_r$ の4乗に比例した電流を第3の電流変換回路530へ供給し、第3の電流変換回路530は $T_a - T_r$ の5乗に比例した電流 I_{t5} を出力する。第1、第2及び第3の電流変換回路510、520、530のいずれも、3個以上のダイオードの直列回路を駆動できるほど高い電源電圧を必要としない構成を持つ。

【選択図】 図12

特願 2 0 0 3 - 4 0 8 4 2 4

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1 . 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名

松下電器産業株式会社